

УДК 621.391

В. П. Климентьев, А. Б. Сергиенко  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)  
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, Россия, 197376

## Оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала связи в системе множественного доступа с разреженным кодированием<sup>1</sup>

**Аннотация.** Проведена оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала в системе множественного доступа с разреженным кодированием, направленная на снижение вычислительных затрат приемника. Установлено, что при отношении "сигнал/шум" (ОСШ), меньшем 10 дБ, достаточно одной итерации алгоритма, а увеличение числа итераций не приводит к росту спектральной эффективности (СЭ). Моделирование продемонстрировало возможность обоснованного выбора общего числа итераций декодера и их распределения между различными этапами оценки канала. Для некодированной системы предложена последовательная итерационная переоценка канала, а также способы уменьшения вычислительных затрат при ее выполнении. В кодированной системе при малом ОСШ обеспечиваемые данным алгоритмом параметры СЭ практически не отличаются от параметров метода, в котором для оценки используются только пилот-сигналы. Даны рекомендации по размещению символов данных и пилот-сигналов в блоках ресурсов, позволяющие увеличить СЭ системы.

**Ключевые слова:** система мобильной связи, неортогональный множественный доступ, множественный доступ с разреженным кодированием, итерационная оценка канала, блок ресурсов

**Для цитирования:** Климентьев В. П., Сергиенко А. Б. Оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала связи в системе множественного доступа с разреженным кодированием // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 23–34.

V. P. Klimentyev, A. B. Sergienko  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"  
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

## Optimization of Iterative Channel State Estimation Algorithms in SCMA System

**Abstract.** Optimization of iterative algorithms for channel state estimation in a sparse coding multiple-access system (SCMA) is performed to reduce computational costs of the receiver. It is shown that when a signal-to-noise ratio (SNR) does not exceed 10 dB, one iteration of the algorithm is sufficient, and an increase in the number of iterations does not lead to an increase in spectral efficiency. Simulation demonstrates a possibility of a reasonable choice of the total number of decoder iterations and their distribution between different stages of the channel estimation. For an uncoded system, iterative re-estimation of the channel is proposed, as well as ways to reduce computational costs during its calculation. In the coded system, at a low SNR the achieved spectral efficiency values are approximately similar to those with pilot-only channel estimation. The article provides recommendations for the placement of data symbols and pilot signals in re-source blocks to increase the system spectral efficiency.

**Key words:** mobile communications, non-orthogonal multiple access, sparse code multiple access, iterative channel estimation, resource block

**For citation:** Klimentyev V. P., Sergienko A. B. Optimization of Iterative Channel State Estimation Algorithms in SCMA System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 23–34. (In Russian)

**Введение.** В декабре 2017 г. организацией 3GPP была одобрена спецификация (Release 15) [1] радиоинтерфейса стандартов мобильной связи пятого поколения (5G) Non-Standalone, совместимого с техно-

логиями Long-Term Evolution (LTE). В июне 2018 г. планируется принятие спецификации Standalone, не зависимой от предыдущих телекоммуникационных стандартов. Основными требованиями к новым

<sup>1</sup> Публикация выполнена в рамках государственной работы "Проведение научно-исследовательских работ" (код проекта 8.7130.2017/8.9) базовой части государственного задания Минобрнауки России.

стандартам являются повышение спектральной эффективности (СЭ), увеличение скорости передачи данных, уменьшение задержек, а также обеспечение режима работы с огромным числом одновременно находящихся в сети пользователей [2].

Схемы неортогонального множественного доступа (НМД) по сравнению с классическими системами ортогонального разделения частотно-временных ресурсов (временное, частотное и кодовое) позволяют увеличить число пользователей, одновременно использующих выделенный ресурс. В настоящее время активно обсуждаются вопросы, связанные с выбором и включением тех или иных схем НМД в стандарты 5G.

В схемах НМД отношение числа пользователей  $J$  к числу занимаемых ортогональных ресурсов  $K$  называется коэффициентом перенасыщения  $\lambda = J/K$ . Системы НМД можно разделить на две группы: к первой относятся системы, основанные на разделении мощности между пользователями (примером является NOMA [3]), ко второй – системы, использующие кодовое разделение. Система множественного доступа с разреженным кодированием (МДРК) (Sparse Code Multiple Access – SCMA) [4] относится к системам второго типа. В МДРК используется объединение модуляции и расширения спектра с применением разреженных (содержащих нулевые элементы) кодовых слов. Стоит отметить, что к МДРК можно отнести не только непосредственно SCMA, но и две другие схожие схемы – Low-Density Signature (LDS) [5] и Pattern Division Multiple Access (PDMA) [6]. Первая является частным случаем SCMA, поскольку в ней применяется квадратурная модуляция и расширение спектра посредством умножения на разреженные сигнатуры. Вторая является обобщением SCMA, при котором разные пользователи могут использовать разное число ортогональных ресурсов, что позволяет более гибко управлять соотношением между спектральной эффективностью и помехоустойчивостью. В настоящей статье под МДРК подразумевается исключительно схема SCMA, поскольку в ней все пользователи находятся в равных условиях, в том числе для возможного использования эффекта разнесения.

Для когерентного приема сигналов необходима оценка состояния канала, без которой демодуляция принятого сигнала невозможна. Традиционным методом оценки состояния канала является оценка по пилот-сигналам. Однако при малом их количестве и/или низком отношении "сигнал/шум" (ОСШ) качество полученной оценки оказывает-

ся недостаточным. В настоящей статье для оценки состояния канала сначала применяются пилот-сигналы, а затем для ее уточнения – итерационный алгоритм с обратной связью по решению. В статье проведена оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала с целью уменьшения вычислительной сложности приема сигналов МДРК. Оптимальное распределение числа итераций приемника МДРК между фазами оценки канала и финального декодирования позволяет сократить их общее число, а применение последовательного уточнения состояния канала позволяет к тому же уменьшить вычислительные затраты на решение систем уравнений в методе наименьших квадратов (МНК). Наряду с этим даются рекомендации по расположению символов МДРК и пилот-символов на частотно-временной плоскости, позволяющие увеличить общую СЭ системы. Рассмотрены две схемы расположения символов МДРК в блоках ресурсов (БР): схема без разнесения, в которой все символы кодового слова расположены в пределах одного БР, и схема с разнесением, в которой символы кодового слова расположены в различных БР. Исследование выполнено для систем МДРК, работающих в восходящем канале с неселективными рэлеевскими замираниями. В зависимости от наличия или отсутствия помехоустойчивого кодирования анализируемые системы МДРК будут называться кодированными или некодированными соответственно.

Формирование и прием сигнала МДРК. Кодирование в системе МДРК происходит преобразованием  $m$  бит в  $K$ -мерное комплексное кодовое слово из кодовой книги размера  $M = 2^m$  [4].  $K$ -мерные кодовые слова содержат  $N < K$  ненулевых элементов (отношение  $N/K$  называется коэффициентом разреженности). Пользователю с номером  $j$  назначается одна из  $J$  кодовых книг. Таким образом,  $J$  пользователей могут одновременно передавать информацию, используя  $K$  ортогональных ресурсов. Такими ресурсами могут являться, например, поднесущие системы множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access, OFDMA).

После прохождения рэлеевского канала с неселективными блоковыми замираниями сигнал определяется следующим выражением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{s} + \mathbf{n} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}_j + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{s}$  – полезный сигнал МДРК;  $\mathbf{n}$  – отсчеты дискретного комплексного белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ ;  $\text{diag}(\cdot)$  – оператор, формирующий квадратную матрицу с набором элементов на главной диагонали, заданным аргументом;  $\mathbf{h}_j = (h_{1j}, \dots, h_{Kj})^T$  – вектор канальных коэффициентов  $j$ -го пользователя, имеющих комплексное нормальное распределение с дисперсией  $\sigma_h^2 = 1$  (в рассматриваемом восходящем канале коэффициенты разных пользователей различны);  $\mathbf{x}_j = (x_{1j}, \dots, x_{Kj})^T$  – кодовое слово  $j$ -го пользователя; "Т" – символ транспонирования. В процессе моделирования предполагается, что составляющие полезного сигнала обладают единичной средней мощностью:  $\sigma_s^2 = 1$ .

Декодировать сигналы МДРК, как и любые другие сигналы, можно, используя алгоритм максимального правдоподобия. Указанный алгоритм оптимален по критерию минимизации вероятности перепутывания принятых сигналов (последовательностей), состоящих из  $K$  символов, однако он обладает большой вычислительной сложностью, пропорциональной  $O(M^J)$ . Благодаря разреженности кодовых слов возможно декодирование сигнала МДРК при помощи субоптимального итерационного алгоритма обмена сообщениями (Message Passing Algorithm – МРА) [5]. Его вычислительная сложность возрастает полиномиально с увеличением числа кодовых слов в кодовой книге и экспоненциально (но с меньшим показателем, чем для алгоритма максимума правдоподобия) при увеличении числа пользователей. Таким образом, сложность декодирования одной итерации пропорциональна  $O(KM^d)$ , где  $d = NJ/K$  – число пользователей, совместно использующих один ортогональный ресурс.

**Модели канала и системы.** В настоящей статье рассмотрен восходящий канал с неселективными блоковыми замираниями. Это соответствует предположению, что время и полоса когерентности канала больше или равны соответствующим размерам БР [7], которые, в соответствии с одним из возможных значений из стандарта 5G [1], составляют  $N_{sc} = 12$  поднесущих по частоте и  $N_{\text{symb}} = 7$  символов ортогонального частотного мультиплексирования по времени. В [8] при оценке канала в системе МДРК предпо-

лагается, что канал постоянен в пределах определенного частотно-временного ресурса. В исследуемой модели комплексный вектор коэффициентов передачи канала постоянен в пределах одного БР и независимо меняется от блока к блоку.

Из  $R = N_{sc}N_{\text{symb}} = 84$  частотно-временных элементов блока ресурсов  $L$  заняты пилот-символами, а на  $R - L$  передаются данные ( $Q = (R - L)/K$  кодовых слов МДРК). При используемой блоковой модели замираний конкретный способ размещения пилот-символов в блоке ресурсов не имеет значения.

Возможны 2 способа расположения символов МДРК в блоках ресурсов: без разнесения и с разнесением.

*Схема без разнесения.* Согласно этому способу все символы кодового слова находятся в одном БР, что представляется наиболее очевидным. На рис. 1, а изображен БР: МДРК – кодовое слово из  $K = 4$  символов,  $N = 2$  из которых ненулевые; П – пилот-символы,  $L = 12$ . В случае расположения всех символов кодового слова в одном БР  $N$  канальных коэффициентов одинаковы для каждого пользователя:  $h_{1j} = h_{2j} = \dots = h_{Kj} = h_j$ . Таким образом, в каждом БР необходимо оценивать  $J$  различных коэффициентов передачи (по одному коэффициенту  $h_j$  для каждого пользователя).

Для ортогональных пилот-сигналов должны выполняться условия:  $L \geq J$ ;  $Q \in \mathbb{N}$ , где  $\mathbb{N}$  – множество натуральных чисел.

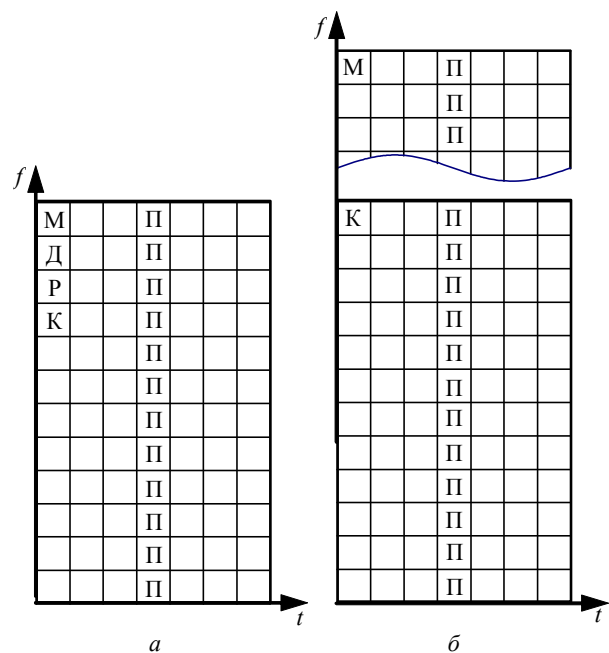


Рис. 1

При увеличении числа пользователей растет доля пилот-символов в общем числе элементов блока ресурсов. Так, для системы МДРК из [9], использующей  $K = 8$  ортогональных ресурсов, требуется  $L \geq J = 24$  пилот-символов в одном БР, а с учетом того, что  $Q$  должно быть целым, минимальное значение  $L_{\min} = 28$ . В данном случае номинальная СЭ системы уменьшается на  $L/R = 1/3$ .

Существует возможность сократить число пилот-символов, необходимых для оценки канала. Для этого следует использовать иную схему размещения символов данных и пилот-сигналов на частотно-временной плоскости.

*Схема с разнесением.* В этом случае символы каждого кодового слова МДРК распределены по  $K$  БР, т. е. различные символы кодового слова размещены в разных БР (рис. 1, б). В данной ситуации для каждого пользователя имеется  $N$  различных коэффициентов передачи канала. При этом вследствие разреженности кодовых слов МДРК каждый БР содержит кодовые слова только от некоторых пользователей.

Поскольку предполагается, что структура разреженности регулярна, это число пользователей для всех БР одинаково и равно  $d$ . Таким образом, в одном БР требуется оценить только  $d$  канальных коэффициентов. В результате минимально необходимое число пилот-символов для системы с разнесением по сравнению с системой без разнесения оказывается в  $\gamma = L_{\min}/d$  раз меньше.

В некодированной системе вероятность битовой ошибки при большом ОСШ убывает обратно пропорционально его  $N$ -й степени, т. е. наблюдается эффект разнесения.

Принимая во внимание блочную модель замираний, выражение (1) для одного БР можно записать как  $\mathbf{y}_{БР} = D\mathbf{h}_{БР} + \mathbf{n}$ , где  $\mathbf{y}_{БР}$  – вектор из  $(R-L)$  символов сигнала МДРК;  $D$  – матрица кодовых слов с размерами  $(R-L) \times J$  для канала без разнесения и  $(R-L) \times d$  для канала с разнесением;  $\mathbf{h}_{БР}$  – вектор канальных коэффициентов из  $J$  или  $d$  элементов.

**Выбор мощности пилот-сигналов.** Для оценки состояния канала использовались ортогональные пилот-сигналы – последовательности Чу [10], определяемые выражением

$$p_l = \sqrt{\sigma_p^2} \exp(i\pi l^2/L), \quad l = \overline{0, L-1},$$

где  $\sigma_p^2$  – мощность пилот-сигнала.

Необходимый набор из  $V$  пилот-сигналов получается циклическими сдвигами исходной последовательности. Вектор отсчетов  $v$ -го пилот-сигнала имеет вид  $\mathbf{p}_v = (p_v, \dots, p_L, p_1, \dots, p_{v-1})^T$ . Эти векторы объединяются в матрицу  $P = [\mathbf{p}_1 \ \mathbf{p}_2 \ \dots \ \mathbf{p}_V]$ . Число сигналов в наборе  $V$  равно  $J$  для системы без разнесения и  $d$  для системы с разнесением. Благодаря свойствам последовательностей Чу все пилот-сигналы  $\mathbf{p}_v$  ортогональны.

Полученные последовательности являются частным случаем последовательностей Задова–Чу, используемых в стандарте [1].

Для неортогональных систем возможны различные определения ОСШ по мощности: ОСШ, относящееся к одному пользователю; суммарное ОСШ на приемной стороне и т. д. В [11] представлено 16 различных вариантов определения ОСШ. В настоящей статье использовалось последнее определение ОСШ:  $\text{SNR} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ .

Поскольку сигналы МДРК являются неортогональными, а пилот-сигналы ортогональны, мощность пилот-сигналов может выбираться по-разному.

*Одинаковая мощность пилот-символов и символов с данными.* В этом случае

$$\text{SNR}_d = \text{SNR}_p = \text{SNR} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2.$$

Мощность пилот-сигнала  $\sigma_p^2$  и символов с данными  $\sigma_d^2$  для любого пользователя, полная мощность пилот-сигнала  $\sigma_{p\Sigma}^2$  и данных  $\sigma_{d\Sigma}^2$  и энергия пилот-сигналов  $E_p$  на приемной стороне определяются следующим образом:

- для системы без разнесения:

$$\sigma_p^2 = \sigma_s^2/J; \quad \sigma_{p\Sigma}^2 = J\sigma_s^2/J = \sigma_s^2; \quad E_p = L\sigma_p^2 = L\sigma_s^2/J;$$

- для системы с разнесением:

$$\sigma_p^2 = \sigma_s^2/d; \quad \sigma_{p\Sigma}^2 = d\sigma_s^2/d = \sigma_s^2; \quad E_p = L\sigma_p^2 = L\sigma_s^2/d;$$

- для обеих систем:

$$\sigma_d^2 = \sigma_s^2/d; \quad \sigma_{d\Sigma}^2 = d\sigma_s^2/d = \sigma_s^2.$$

Длина пилот-сигнала  $L$  является переменной. Изменяя ее, можно управлять энергией пилот-сигналов. Параметры  $J$  и  $d$  связаны друг с другом, таким образом при фиксированном значении  $L$  энергия пилот-сигналов в системе с разнесением будет в  $J/d$  раз больше.

Для ортогональных пилот-сигналов дисперсия оценки канальных коэффициентов в системе без разнесения определяется границей Крамера–Рао:

$$\sigma_{h_{kj}}^2 = \frac{1}{L\sigma_p^2/\sigma_n^2} = \frac{1}{L\sigma_s^2/(\sigma_n^2/J)} = \frac{J}{L \cdot \text{SNR}}.$$

Для системы с разнесением граница Крамера–Рао определяется как  $\sigma_{h_{kj}}^2 = \frac{d}{L \cdot \text{SNR}}$ .

Одинаковая энергия пилот-сигналов для систем с разнесением и без разнесения. В этом случае энергия пилот-сигналов для обеих систем определяется как  $E_p = L\sigma_p^2$ , а мощность сигнала – как  $\sigma_d^2 = \sigma_s^2/d$ . Таким образом, параметрами системы являются  $L$  и  $\sigma_p^2$ . В этом случае энергия пилот-сигнала зависит от двух параметров, что дает возможность более гибкого управления ею и, следовательно, качеством оценки канала.

Для ортогональных пилот-сигналов дисперсия ошибки оценки канала определяется границей Крамера–Рао  $\sigma_{h_{kj}}^2 = 1/[LP_p/\sigma_n^2]$  как при наличии, так и в отсутствие разнесения.

При моделировании, результаты которого представлены далее, рассматривались все перечисленные ранее варианты.

**Итерационный алгоритм с обратной связью по решению.** В этом разделе представлен алгоритм оценки состояния канала в кодированной системе МДРК. Оценка канала, полученная по пилот-сигналам, итерационно уточняется при ее переоценке с использованием декодированных символов данных. Использование в петле обратной связи результатов декодирования помехоустойчивого кода позволяет дополнительно повысить качество оценки состояния канала.

Оценка канала, основанная на пилот-сигналах, осуществляется следующим образом. В общем случае оценка вектора коэффициентов в одном БР основана на МНК:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}} = (P^H P)^{-1} P^H \mathbf{y}_p, \quad (2)$$

где  $\mathbf{y}_p = P\mathbf{h}_{\text{БР}} + \mathbf{n}$  – вектор размера  $L$ , содержащий символы принятых пилот-сигналов; "н" – символ эрмитова сопряжения.

Следует отметить, что при использовании ортогональных пилот-сигналов вместо решения системы (2) может вычисляться корреляция, по-

скольку в этом случае матрица  $P^H P$  становится диагональной, а выражение для оценки принимает вид:  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}} = P^H \mathbf{y}_p / L$ . Таким образом, возможно избавиться от вычисления обратных матриц.

Для канала с разнесением необходимо решить  $K$  таких систем. В системе без разнесения вектор  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}}$  содержит  $J$  элементов, а для системы с разнесением –  $d$  элементов.

Алгоритм итерационной оценки состояния канала с декодированием МДРК и турбокода (далее – алгоритм 1) представлен на рис. 2.

В этом алгоритме первоначально канал оценивается только по пилот-символам (рис. 2, 0) с получением оценки  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}}$  по (2). Далее сигнал МДРК декодируется МРА (рис. 2, 1), затем декодируется принятый блок (рис. 2, 2) и восстанавливаются символы (рис. 2, 3).

Переоценка канала с учетом полученных символов для одного БР на этапе 4 алгоритма 1 определяется как

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}} = (P^H P + \hat{D}^H \hat{D})^{-1} [P^H \hat{D}^H] \begin{bmatrix} \mathbf{y}_p \\ \mathbf{y}_{\text{БР}} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

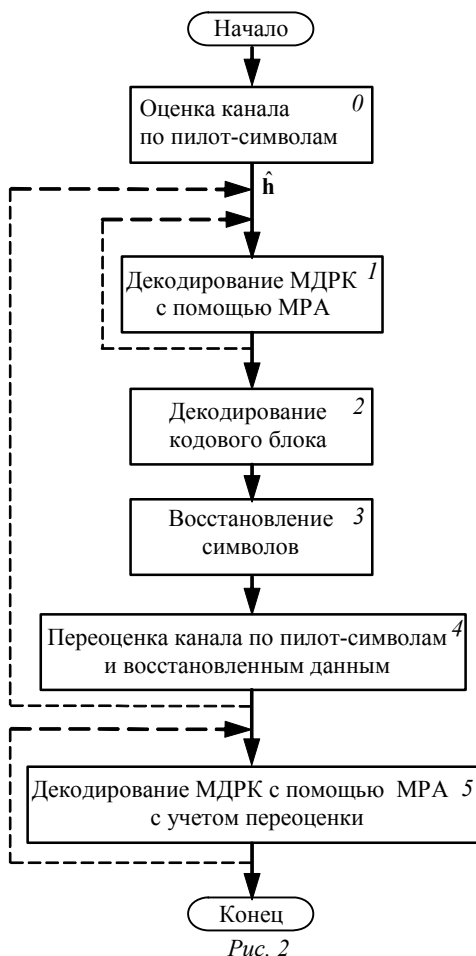
где  $\hat{D}$  – матрица восстановленных кодовых слов МДРК после демодуляции и декодирования турбокода (использовались только информационные биты) с размерами  $(RL) \times J$  для канала без разнесения и с размерами  $(RL) \times d$  для канала с разнесением. Следует заметить, что в канале без разнесения матрица  $\hat{D}$  содержит целые кодовые слова МДРК, а в случае разнесения – лишь их отдельные элементы.

На заключительном этапе (рис. 2, 5) выполняется декодирование МДРК с учетом проведенной переоценки канала.

Для улучшения оценки состояния канала после декодирования турбокода (этап 4) могут быть использованы как "жесткие", так и "мягкие" решения относительно информационных и проверочных бит [12], что повышает качество получаемой оценки.

На этапах 1 и 5 возможно различное количество итераций МРА. Зафиксировав общее число итераций для алгоритма 1, можно распределить их между этими этапами. Далее, проанализировав результаты моделирования помехоустойчивости, можно сократить общее число итераций МРА при незначительном увеличении вероятности ошибки.

Этапы 1–4 могут итерационно повторяться для улучшения оценки канала.

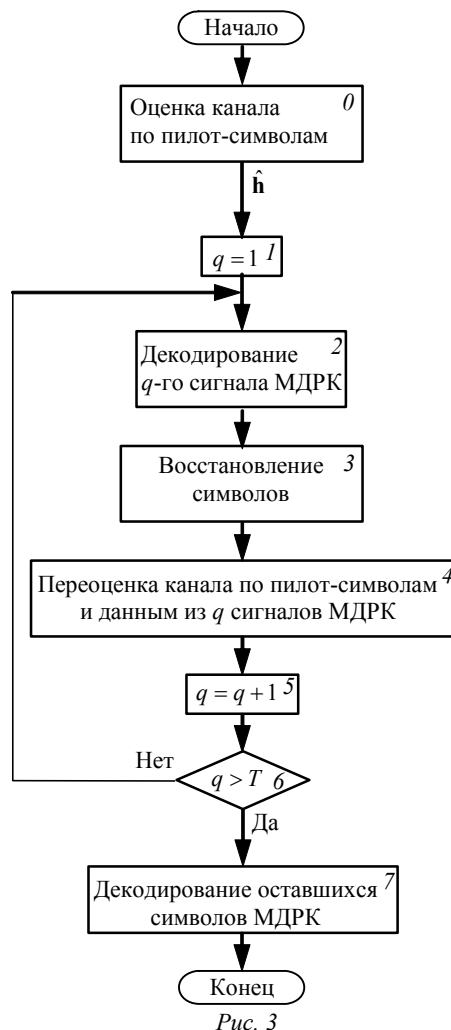


### Последовательная итерационная оценка.

Оценка канала с использованием пилот-сигналов и символов данных требует больших вычислительных затрат на декодирование последних. Сравнение вычислительной сложности алгоритмов приема МДРК [13] и алгоритмов, используемых для оценки состояния канала [14], показывает, что для декодирования всех сигналов МДРК в БР требуется в несколько раз больше вычислительных операций по сравнению с оценкой канала по пилот-сигналам. Таким образом, минимизация количества итераций МРА является актуальной задачей.

Сократить вычислительную сложность в несколько раз можно перейдя к последовательному декодированию принятых символов для использования их при переоценке канала. На рис. 3 показана модификация ранее рассмотренного алгоритма (рис. 2), реализующая описанную последовательную итерационную процедуру. В нем, помимо уменьшения числа итераций МРА, сокращены вычислительные затраты непосредственно на переоценку канала.

В алгоритме 2 на каждой итерации декодируется очередной  $q$ -й сигнал ( $q = 1, \overline{Q}$ ) (рис. 3, 2) и



осуществляется переоценка канала с учетом пилот-сигналов и символов, восстановленных из этого сигнала (рис. 3, 3, 4). При этом матрица  $\hat{D}$  восстановленных кодовых слов (3) имеет размеры  $qK \times J$ , а вектор-столбец принятых символов данных  $y_d$  – размер  $qK$ .

По достижении предустановленного количества сигналов  $T \leq Q$ , используемых для оценки канала (рис. 3, 6), производится декодирование оставшихся  $(Q - T)$  сигналов МДРК в БР (рис. 3, 7).

Вычисление переоценки канала (3) можно свести к рекурсивному методу наименьших квадратов (Recursive Least Squares – RLS). При эффективной организации вычислений блочного алгоритма QRD–RLS с применением преобразования Хаусхолдера требуется  $Un^2 + O(Un)$  арифметических операций [14], где  $U$  – размер блока, а  $n$  – число вещественных переменных. В решаемой задаче, перейдя от комплексных величин к вещественным, получим  $n = 2J$  для системы без разнесения и  $n = 2d$  в системе с разнесением. В послед-

ней системе вычислительные затраты на переоценку канала уменьшаются в  $(K/N)^2$  раз, поскольку необходимо оценивать  $d$  различных коэффициентов в БР, а не  $J$ , как в системе без разнесения.

Несколько увеличив алгоритмическую сложность, можно добиться подобного эффекта и в системе без разнесения. Ввиду разреженности кодовых слов МДРК матрица  $D$  содержит только часть ненулевых элементов, пропорциональную коэффициенту разреженности. Позиции нулевых элементов известны заранее, поэтому можно организовать вычисления таким образом, чтобы их игнорировать. В QRD–RLS-алгоритме типичный размер блока  $U$  равен  $2K$  в системе без разнесения и  $2$  в системе с разнесением. Указанные значения могут изменяться при оптимизации алгоритма. Таким образом, для всего БР из  $R$  комплексных элементов вычислительные затраты составляют  $2Rn^2 + O(2Rn)$  арифметических операций. Для уменьшения вычислительных затрат введен порог  $T$ , сокращающий количество решаемых систем уравнений при незначительном ухудшении помехоустойчивости.

При использовании алгоритма 2 каждый сигнал МДРК, состоящий из  $K$  символов, декодируется один раз, тогда как в алгоритме 1 применялось повторное декодирование всех  $Q$  сигналов МДРК в БР после переоценки канала, осуществляемой с использованием всех  $Q$  сигналов. При отказе от повторного декодирования вычислительные затраты, требуемые для декодирования сигналов МДРК, уменьшаются в 2 раза. По этой причине в алгоритме 2 при переоценке канала не используется турбокод – его применение требовало бы декодирования всех  $Q$  сигналов МДРК в блоке после их оценки по пилот-сигналам.

В некодированной системе применение алгоритма 2 позволяет уменьшить задержку при обработке (latency), поскольку решения на выходе МРА появляются по мере поступления сигналов МДРК на вход приемника.

**Результаты моделирования.** Компьютерное моделирование проведено для некодированной и кодированной систем МДРК как с разнесением, так и без него. Предполагалось, что все  $J$  пользователей постоянно передают информацию (необходимость обнаружения активных пользователей отсутствует), а временная синхронизация выполнена идеально.

При моделировании использовались кодовые книги МДРК из [15] со следующими параметрами:  $J = 6$ ,  $K = 4$ ,  $M = 4$ . В качестве помехоустойчиво-

го кода использовался турбокод скорости  $1/3$  стандарта LTE [16] с длиной кодового блока  $B = 1024$  бит. Точная скорость кода  $r = B/(3B + t)$ , где  $t = 12$  – число "хвостовых" бит. Поток данных от каждого пользователя кодировался турбокодом, а затем формировался сигнал МДРК. Переключатель переставлял элементы кодированного блока случайным образом. Размер блока перемежения был равен длине выходного блока турбокода.

Для приема МДРК использовался алгоритм Log-MRA с пятью итерациями (если не указано иное), а для декодирования турбокода – алгоритм Log-MAP с четырьмя итерациями. Критерий остановки процесса моделирования некодированной системы – достижение 500 ошибок или  $10^7$  обработанных бит (для каждого пользователя). Для кодированной системы – 100 блоковых ошибок или  $10^4$  обработанных блоков кода (для каждого пользователя).

В некодированной системе измерялась вероятность битовых ошибок. В кодированной системе анализировалась СЭ системы:

$$S_{\text{эф}} = (1 - ER_{\text{бл}})S,$$

где  $ER_{\text{бл}}$  – вероятность блоковых ошибок в кодированной системе;  $S$  – номинальная СЭ с учетом пилот-сигналов и избыточности помехоустойчивого кодирования.

В системе без ошибок передачи  $S = B/R_{\text{эл}}$ , где  $B$  – число информационных бит в кодовом блоке;  $R_{\text{эл}}$  – число элементов с данными и пилот-символами, требуемое для передачи одного кодового блока.

В настоящей статье СЭ определялась без учета "краевых эффектов", т. е. полагалось, что блоки передаются, образуя непрерывный поток, а пустые ресурсы в последних БР не учитывались. В этом случае номинальная СЭ системы определяется следующим образом:

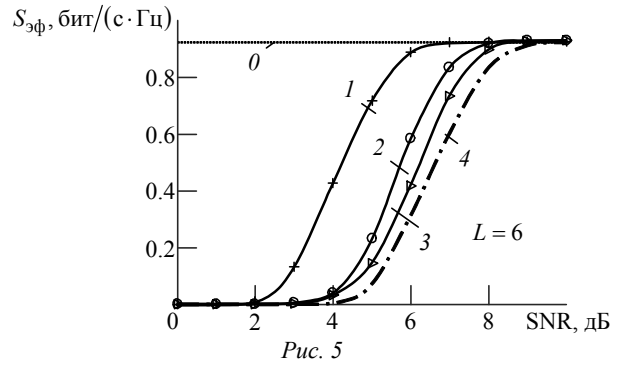
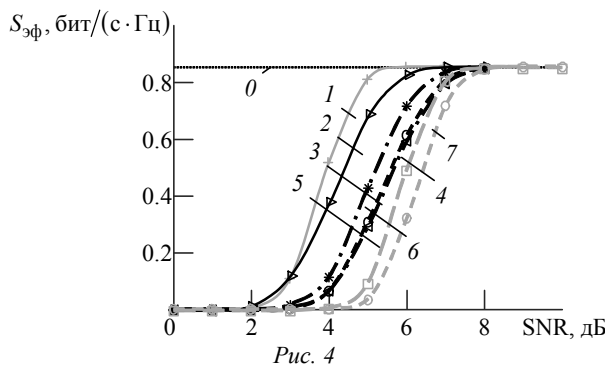
$$S = \frac{J}{K} \log_2(M) r \frac{R - L}{R}. \quad (4)$$

В компьютерном эксперименте, результаты которого представлены в настоящей статье, для улучшения оценки состояния канала после декодирования турбокода используются только "жесткие" решения об информационных битах кодового слова. Для дальнейшего улучшения оценки канала могут быть использованы логарифмические отношения правдоподобия как информационных, так и проверочных бит [13].

**Моделирование алгоритма 1.** На рис. 4 приведены зависимости СЭ от ОСШ для одной итерации алгоритма (этапы 1–4 выполнялись однократно) в системах с разнесением и без него при  $L=12$  и равной мощности символов данных и пилот-символов. Кривая 1 показывает СЭ при полностью известном состоянии канала в системе без разнесения; кривая 2 – при этом же условии в системе с разнесением. Кривая 3 представляет СЭ алгоритма 1 в системе с разнесением; кривая 4 – СЭ этого алгоритма без использования турбокода в системе без разнесения; кривая 5 – в этих же условиях в системе с разнесением. Кривая 6 показывает оценку СЭ по пилот-сигналам в системе с разнесением; кривая 7 – аналогичную оценку в системе без разнесения. Горизонтальная линия 0 соответствует номинальной СЭ  $S = 0.8538$  бит/(с·Гц), определенной по (4).

Анализируя кривые на рис. 4, следует отметить, что общая энергия пилот-сигналов для системы с разнесением в  $J/d=2$  раза больше, и поэтому данная система имеет лучшие характеристики. Однако при полностью известном состоянии канала система без разнесения обеспечивает большую СЭ по двум причинам. Во-первых, в канале без разнесения на кодовый блок приходится больше различных канальных коэффициентов, чем в канале с разнесением: при отсутствии разнесения один и тот же канальный коэффициент применяется к  $(R-L)/K$  кодовым словам МДРК, при наличии разнесения это число возрастает до  $R-L$ . Это увеличение приводит к более эффективному усреднению состояния канала по кодовому блоку.

Во-вторых, "мягкий" выход декодера МРА лучше для каналов с одинаковыми коэффициентами передачи всех символов кодового слова. Анализ логарифмических отношений правдоподобия показал, что в данном случае их распределение обладает несколько большим математическим



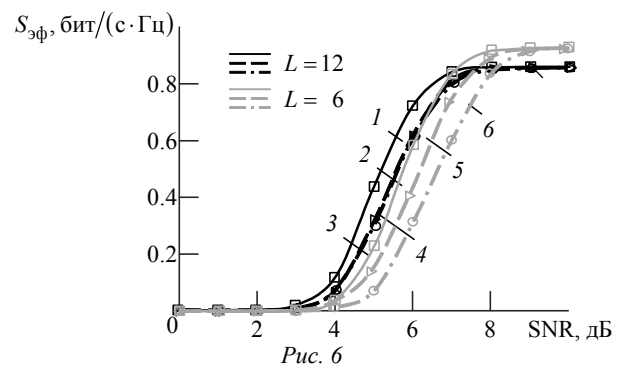
ожиданием и значениями квантилей, превышающими 0.75 даже при одной итерации декодера.

Включение турбокода в петлю оценки (система с разнесением) улучшает характеристики системы на 0.3...0.5 дБ.

На рис. 5 представлены кривые СЭ для системы с разнесением при  $L=6$ . Зависимость 1 построена для полностью известного состояния канала; кривая 2 показывает результат работы алгоритма 1; кривая 3 – результат применения алгоритма 1 без использования турбокода; кривая 4 – СЭ оценки только по пилот-сигналам. Горизонтальная линия 0 соответствует номинальной СЭ  $S = 0.925$  бит/(с·Гц), рассчитанной по (4). Полная энергия пилот-сигналов в этом случае такая же, как в системе без разнесения на рис. 4. Увеличение номинальной СЭ на 0.0712 бит/(с·Гц) вызвано двукратным уменьшением длины пилот-сигналов  $L=12$  до  $L=6$ .

Зависимости СЭ от ОСШ для кодированной системы с разнесением представлены на рис. 6. Кривые 1–3 получены при  $L=12$ , 4–6 – при  $L=6$ . Кривые 1, 4 построены по результатам действия алгоритма 1, 2, 5 – при применении этого алгоритма без использования турбокода, 3, 6 – при оценке только по пилот-сигналам.

Из представленных графиков следует, что при  $SNR > 7$  дБ система с  $L=6$  имеет более высокую СЭ при использовании для оценки канала алгоритма 1. Дальнейшее уменьшение длины пи-





лот-сигналов приведет к большему увеличению СЭ. Для этой системы минимально возможная длина  $L_{\min} = d = 3$ . Увеличивая мощность пилот-сигналов  $P_p$ , можно получить хорошее качество оценки канала даже при столь коротких длинах последовательностей.

Эти графики также показывают, что выигрыш от использования алгоритма 1 более значителен при малой энергии пилот-сигналов. Следовательно, данный алгоритм целесообразно использовать, если увеличение мощности или длины пилот-сигналов невозможно.

Влияние на СЭ распределения итераций между этапами 1 и 5 алгоритма 1 (см. рис. 2) изучено в эксперименте, результаты которого показаны на рис. 7. При фиксированном общем количестве итераций, равном 10, определены зависимости СЭ от ОСШ при следующем количестве итераций на этапе 1  $N_{i11}$  и этапе 5  $N_{i15}$ :

- кривая 1 –  $N_{i11} = 2$ ;  $N_{i15} = 8$ ;
- кривая 2 –  $N_{i11} = 8$ ;  $N_{i15} = 2$ ;
- кривая 3 –  $N_{i11} = 1$ ;  $N_{i15} = 9$ ;
- кривая 4 –  $N_{i11} = 9$ ;  $N_{i15} = 1$ .

Для сравнения на этом же рисунке представлена зависимость с уменьшенным суммарным числом итераций  $N_{i11} = 1$ ;  $N_{i15} = 4$  (кривая 5).

Турбокод при переоценке канала не использовался.

Из представленных результатов можно сделать вывод, что в исследуемом диапазоне ОСШ (до 10 дБ) для первого декодирования (этап 1) достаточно одной итерации Log-MPA. Остальные итерации должны быть использованы для окончательной процедуры декодирования МДРК (этап 5). При этом одной итерации недостаточно, но если их число больше четырех, результаты практически не улучшаются. Таким образом, назначение четырех итераций для алгоритма 1 является разумным компромиссом между сложностью декодирования и качеством оценки.

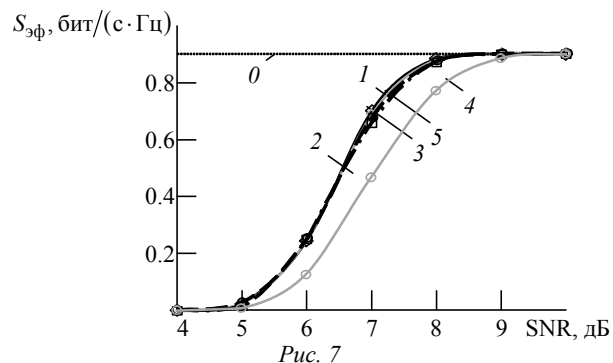


Рис. 7

Моделирование алгоритма 1 (без использования турбокода при переоценке канала) с выполнением двух и трех итераций для пилот-сигналов длины  $L = 12$  показало, что в этом случае выигрыш по сравнению с одной итерацией отсутствует. При указанных условиях для всего БР в (3) решается система из 84 линейных уравнений, что обеспечивает приемлемые результаты даже при одной итерации алгоритма.

*Моделирование алгоритма 2.* На рис. 8 представлены зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для различных методов оценки канала при  $L = 12$  ( $Q = 18$ ) в некодированной системе без разнесения. Кривая 1 показывает результаты, полученные алгоритмом 1, исключая действия, относящиеся к помехоустойчивому кодированию; кривые 2–5 отражают результаты работы алгоритма 2: 2 – при использовании в итерационной процедуре всех  $Q = 18$  сигналов; 3 – при установке порога (см. рис. 3, б) числа привлекаемых в итерационную процедуру сигналов  $T$  равным 5 ( $T = 5$ ); кривая 4 – при  $T = 3$ ; кривая 5 – при  $T = 1$ . Кривая 6 получена при оценке канала только по пилот-сигналам, кривая 7 – при полностью известном состоянии канала.

Сравнительная оценка алгоритмов показала, что итерационная процедура оценки при использовании всего блока сигналов проигрывает алгоритму 1 около 0.25 дБ при  $\text{SNR} > 15$  дБ. Однако проводить итерационную переоценку по всем сигналам МДРК невыгодно из-за больших вычислительных затрат, требуемых на решение систем линейных уравнений. При  $T = 5$  проигрыш по сравнению с переоценкой, использующей все сигналы в БР, составляет около 0.25 дБ. Вычислительные затраты при этом уменьшаются в  $R/(TK + L)$  раз. При снижении порога до  $T = 1$  возникают дополнительные потери, составляющие примерно 0.5 дБ. Выигрыш при переоценке канала с использованием пяти сигналов МДРК по сравнению с оценкой только по пилот-сигналам составляет порядка 0.75 дБ.

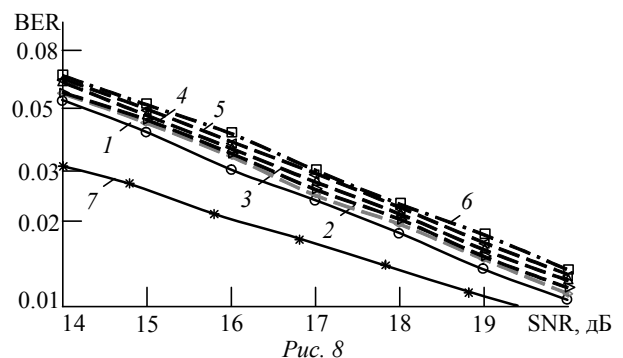


Рис. 8

В системе с  $L = 8$  ( $Q = 19$ ) поведение кривых аналогично, однако все они смещены в сторону больших ОСШ, поэтому соответствующий график не приведен.

В заключение проведено сравнительное моделирование алгоритмов 1 и 2 в кодированной системе без разнесения при  $L = 12$  (рис. 9). Кривая 1 отражает СЭ алгоритма 1 без использования турбокода; кривая 2 получена алгоритмом 2 при привлечении в итерационную процедуру всех сигналов МДРК; кривая 3 получена этим же алгоритмом при установке порога  $T = 5$ ; кривая 4 показывает СЭ при оценке канала только по пилот-сигналам.

Из сравнительного анализа зависимостей на рис. 9 следует, что алгоритм 2 проигрывает алгоритму 1 0.1...0.2 дБ, при этом СЭ системы практически соответствует оценке канала только по пилот-сигналам. Таким образом, можно сделать вывод, что в кодированной системе использовать алгоритм 2 не имеет смысла.

**Заключение.** В настоящей статье исследована оптимизация итерационных методов оценки состояния восходящего канала системы МДРК. Для кодированной системы применялся алгоритм итерационной оценки с использованием символов данных. При моделировании кодированной системы измерялась вероятность блоковых ошибок, которая затем пересчитывалась в СЭ системы. Установлено, что для обеспечения его сходимости достаточно одной итерации алгоритма.

Проведена оптимизация суммарного числа итераций МРА-алгоритма, который используется как при оценке канала, так и при финальном декодировании принятого сигнала. Моделирование показало, что при небольших значениях ОСШ (до 10 дБ) на этапе оценки канала достаточно одной итерации МРА, а все оставшиеся итерации следует

использовать для финального декодирования. Дополнительно установлено, что в этом случае увеличение числа итераций МРА сверх четырех не дает заметного выигрыша. Начав с пяти итераций МРА для каждого этапа алгоритма (это количество достаточно для его сходимости [17]), в процессе оптимизации удалось сократить их число для первого этапа до одной, а для второго – до четырех.

Вторым исследуемым методом оценки состояния канала являлся метод последовательной итерационной переоценки, при котором для каждого сигнала МДРК используется только однократное декодирование с применением алгоритма МРА. Таким образом, в данном методе также вдвое сокращаются вычислительные затраты на алгоритм МРА. Кроме того, возможно дополнительное уменьшение вычислительной сложности за счет использования эффективных методов решения систем уравнений при переоценке состояния канала. Однако его использование оправдано только в некодированной системе МДРК, тогда как в кодированной системе при малом ОСШ обеспечиваемые им значения СЭ практически не отличаются от значений для метода, в котором для оценки используются только пилот-сигналы. Можно сделать вывод, что последовательная итерационная переоценка канала подходит для некодированных систем с малыми вычислительными мощностями и повышенными требованиями к задержке на обработку принятого сигнала.

Кроме того, в статье рассмотрены две схемы расположения символов данных МДРК на частотно-временной плоскости – без разнесения и с разнесением по ортогональным ресурсам. Схема с разнесением позволяет сократить минимальное число пилот-символов, требуемых для оценки состояния канала, в несколько раз, сохраняя СЭ системы. Это особенно актуально для систем с большим коэффициентом перенасыщения  $J/K \geq 3$ . Для малых ожидаемых ОСШ при одинаковых номинальной СЭ и энергии, отведенной под пилот-сигналы, рекомендуется использовать схему без разнесения для кодированной системы, поскольку в ней обеспечивается лучшая помехоустойчивость. Для больших ОСШ следует применять схему с разнесением, в которой символы кодового слова МДРК образуют независимые ветви приема, а СЭ устремляется к своим предельным значениям.

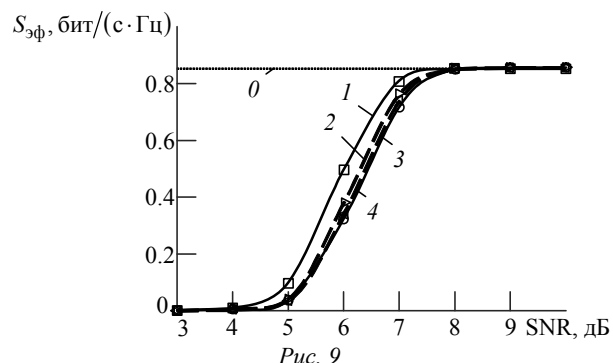


Рис. 9

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.0.0 Release 15) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2017. 219 p.

2. What Will 5G Be? / J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, J. C. Zhang // IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2014. Vol. 32, № 6. P. 1065–1082.

3. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I. Z. Wang // IEEE Commun. Mag. 2015. Vol. 53, № 9. P. 74–81.

4. Nikopour H., Baligh H. Sparse Code Multiple Access // Proc. IEEE 24th Intern. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC 2013), London, 8–9 Sept. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 332–336.

5. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel // IEEE Trans. Signal Proc. 2008. Vol. 56, № 4. P. 1616–1626.

6. Successive interference cancelation amenable multiple access (SAMA) for future wireless communications / X. Dai, S. Chen, S. Sun, S. Kang, Y. Wang, Z. Shen, J. Xu // Proc. of the 2014 IEEE Intern. Conf. Communication Systems (ICCS), Macau, 19–21 Nov. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 222–226.

7. Pratschner S., Zöchmann E., Rupp M. Low Complexity Estimation of Frequency Selective Channels for the LTE-A Uplink // IEEE Wireless Communications Letters. 2015. Vol. 4, № 4. P. 673–676.

8. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems / Y. Wang, S. Zhou, L. Xiao, X. Zhang // Intern. Conf. on Wireless Comm. and Signal Proc. (WCSP'15). Nanjing, 15–17 Oct. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–5.

9. Wu Y., Zhang S., Chen Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems // IEEE Intern. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 2918–2923.

10. Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties // IEEE Trans. on Information Theory. 1972. Vol. 18, № 4. P. 531–532.

11. Results and Remaining Issues of LLS evaluation on Multiple Access, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 R1-167105, Gothenburg, Sweden, 22–26 August 2016. URL: [http://www.3gpp.org/ftp/TSG\\_RAN/WG1\\_R1/TSGR1\\_86/Docs/R1-167105.zip](http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_R1/TSGR1_86/Docs/R1-167105.zip) (дата обращения 09.03.2018).

12. US Pat. 2009/0300463 A1. Int. Cl. H03M 13/29, G06F 11/10, H03M 13/05. System and method for determining parity bit soft information at a turbo decoder output / A. Purkovic, B. F. Johnson, S. Jovanovic, S. A. Tretter. Publ. 27.05.2009.

13. On Fixed-point Implementation of Log-MPA for SCMA Signals / J. Liu, G. Wu, S. Li, O. Tirkkonen // IEEE Wireless Communications Letters. 2016. Vol. 99. P. 1–4.

14. Apolinario J. A. QRD-RLS Adaptive Filtering. New York: Springer US, 2009, 356 p.

15. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA". URL: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (дата обращения 09.03.2018).

16. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 10.0.0 Release 10) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2011. 73 p.

17. Enabling Sphere Decoding for SCMA / M. Vameghestahbanati, E. Bedeer, I. Marsland, R. H. Gohary, H. Yanikomeroğlu // IEEE Communications Letters. 2017. Vol. 21, № 12. P. 2750–2753.

Статья поступила в редакцию 19 апреля 2018 г.

**Климентьев Вячеслав Петрович** – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2013), аспирант кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая связь; цифровая обработка сигналов.

E-mail: [vklimentyev@gmail.com](mailto:vklimentyev@gmail.com).

**Сергиенко Александр Борисович** – кандидат технических наук (1995), доцент (1998) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), член IEEE (1998). Автор 102 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов; цифровая связь.

E-mail: [sandy@ieee.org](mailto:sandy@ieee.org)

## REFERENCES

1. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.0.0 Release 15). ETSI. Sophia Antipolis, France, 2017, 219 p.

2. Andrews J. G., Buzzi S., Choi W., Hanly S. V., Lozano A., Soong A. C. K., Zhang J. C. What Will 5G Be? IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2014, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082.

3. Dai L., Wang B., Yuan Y., Han S., Wang C. I., Z. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends. IEEE Commun. Mag. 2015, vol. 53, no. 9, pp. 74–81.

4. Nikopour H., Baligh H. Sparse Code Multiple Access. Proc. IEEE 24th Intern. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC 2013), London, 8–9 Sept. 2013. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 332–336.

5. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel. IEEE Trans. Signal Proc. 2008, vol. 56, no. 4, pp. 1616–1626.

6. Dai X., Chen S., Sun S., Kang S., Wang Y., Shen Z., Xu J. Successive interference cancelation amenable multiple access (SAMA) for future wireless communications. Proc. of the 2014 IEEE Intern. Conf. Communication Systems (ICCS), Macau, 19–21 Nov. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 222–226.

7. Pratschner S., Zöchmann E., Rupp M. Low Complexity Estimation of Frequency Selective Channels for the LTE-A Uplink. IEEE Wireless Communications Letters. 2015, vol. 4, no. 4, pp. 673–676.

8. Wang Y., Zhou S., Xiao L., Zhang X. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems. Intern. Conf. on Wireless Comm. and Signal Proc. (WCSP'15). Nanjing, 15–17 Oct. 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 1–5.
9. Wu Y., Zhang S., Chen Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems. IEEE Intern. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 2918–2923.
10. Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties. IEEE Trans. on Information Theory. 1972, vol. 18, no. 4, pp. 531–532.
11. Results and Remaining Issues of LLS evaluation on Multiple Access, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 R1-167105, Gothenburg, Sweden, 22–26 Aug. 2016. Available at: [http://www.3gpp.org/ftp/TSG\\_RAN/WG1\\_RL1/TSGR1\\_86/Docs/R1-167105.zip](http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_86/Docs/R1-167105.zip) (accessed: 09.03.2018).
12. Purkovic A., Johnson B. F., Jovanovic S., Tretter S. A. US Pat. 2009/0300463 A1. Int. Cl. H03M 13/29, G06F 11/10, H03M 13/05. System and method for determining parity bit soft information at a turbo decoder output. Publ. 27.05.2009.
13. Liu J., Wu G., Li S., Tirkkonen O. On Fixed-point Implementation of Log-MPA for SCMA Signals. IEEE Wireless Communications Letters. 2016, vol. 99, pp. 1–4.
14. Apolinario J. A. QRD-RLS Adaptive Filtering. New York, Springer US, 2009, 356 p.
15. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA". Available at: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (accessed: 09.03.2018).
16. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 10.0.0 Release 10). ETSI. Sophia Antipolis, France, 2011, 73 p.
17. Vameghestahbanati M., Bedeer E., Marsland I., Gohary R. H., Yanikomeroglu H. Enabling Sphere Decoding for SCMA. IEEE Communications Letters. 2017, vol. 21, no. 12, pp. 2750–2753.

Received April, 19, 2018

---

**Vyacheslav P. Klimentyev** – Master's Degree in radio engineering (2013), postgraduate student of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 18 scientific publications. Area of expertise: signal processing; digital communications. E-mail: [vklimentyev@gmail.com](mailto:vklimentyev@gmail.com).

**Alexander B. Sergienko** – PhD in Engineering (1995), Associate Professor (1998), Professor (2018) of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", IEEE member (1998). The author of 102 scientific publications. Area of expertise: signal processing; digital communications. E-mail: [sandy@ieee.org](mailto:sandy@ieee.org)

---